

5

H-1031

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

Future Patent Application of

H. MIYAGAWA et al

Serial No. 10/086,718

Filed: March 4, 2002

For: MODULATION SEMICONDUCTOR INTEGRATED CIRCUIT DEVICE AND
TESTING METHOD FOR OSCILLATION CIRCUIT

TRANSMITTAL OF CERTIFIED PRIORITY DOCUMENT

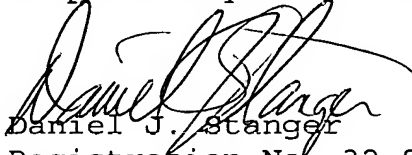
Commissioner for Patents
Washington, D.C. 20231

May 22, 2002

Sir:

Submitted herewith is a certified copy of a corresponding Japanese patent application (JP 2001-158823, filed May 28, 2001) for the purpose of claiming foreign priority under 35 USC §119. An indication that this document has been safely received would be appreciated.

Respectfully submitted,



Daniel J. Stanger
Registration No. 32,846
Attorney for Applicant(s)

MATTINGLY, STANGER & MALUR, P.C.
1800 Diagonal Road, Suite 370
Alexandria, Virginia 22314
Telephone: (703) 684-1120
Facsimile: (703) 684-1157
Date: May 22, 2002



日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出 願 年 月 日

Date of Application:

2001年 5月28日

出 願 番 号

Application Number:

特願2001-158823

[ST.10/C]:

[JP2001-158823]

出 願 人

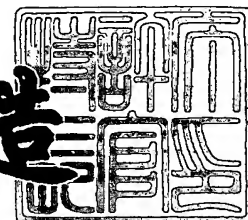
Applicant(s):

株式会社日立製作所

2002年 3月19日

特 許 庁 長 官
Commissioner,
Japan Patent Office

及 川 耕 造



出証番号 出証特2002-3018678

【書類名】 特許願
【整理番号】 H01004351
【あて先】 特許庁長官殿
【国際特許分類】 H03L 7/00
【発明者】

【住所又は居所】 東京都小平市上水本町五丁目 2 0 番 1 号 株式会社日立
製作所 半導体グループ内

【氏名】 宮川 裕和

【発明者】

【住所又は居所】 東京都小平市上水本町五丁目 2 0 番 1 号 株式会社日立
製作所 半導体グループ内

【氏名】 山本 克己

【発明者】

【住所又は居所】 東京都小平市上水本町五丁目 2 0 番 1 号 株式会社日立
製作所 半導体グループ内

【氏名】 松浦 達治

【発明者】

【住所又は居所】 東京都国分寺市東恋ヶ窪一丁目 2 8 0 番地 株式会社日
立製作所 中央研究所内

【氏名】 小久保 優

【特許出願人】

【識別番号】 000005108

【氏名又は名称】 株式会社 日立製作所

【代理人】

【識別番号】 100085811

【弁理士】

【氏名又は名称】 大日方 富雄

【電話番号】 03-3269-1430

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 027177

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 変調用半導体集積回路および発振回路の検査方法

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 第 1 の制御電圧により電圧制御発振回路を制御して基本となる周波数信号を生成し、伝送データに基づく第 2 の制御電圧により上記電圧制御発振回路を制御して周波数変調を行ない、基本周波数を変化させてデータ送信を行なう変調用半導体集積回路であって、上記基本周波数の変化に応じて、上記電圧制御発振回路の第 2 制御電圧の偏差が、電圧制御発振回路の変調周波数偏移特性と逆の特性を示すように、上記第 2 の制御電圧を発生する回路の基準電流値を制御するようにしたことを特徴とする変調用半導体集積回路。

【請求項 2】 上記電圧制御発振回路の発振出力と基準クロック信号の位相を比較する位相比較回路と、該位相比較回路で検出された位相差に応じて該位相差をなくすような電圧を発生して上記電圧制御発振回路に上記第 1 の制御電圧として印加する制御電圧生成回路とを備え、上記電圧制御発振回路と上記位相比較回路と上記制御電圧生成回路とがフェーズ・ルックド・ループを構成していることを特徴とする請求項 1 に記載の変調用半導体集積回路。

【請求項 3】 上記第 2 の制御電圧は、上記フェーズ・ルックド・ループとは別個の経路から上記電圧制御発振回路に供給されるように構成されていることを特徴とする請求項 2 に記載の変調用半導体集積回路。

【請求項 4】 上記第 2 の制御電圧を発生する回路は、ディジタル伝送データ信号をサンプリングして演算を行なうディジタルフィルタと、該ディジタルフィルタの出力を D A 変換する D A 変換回路とからなり、上記制御される基準電流値は上記 D A 変換回路の基準電流値であることを特徴とする請求項 1 ～ 3 のいずれかに記載の変調用半導体集積回路。

【請求項 5】 上記フェーズ・ルックド・ループ内には上記発振回路の発振出力を計数する可変カウンタ回路と、該可変カウンタ回路が計数を行なう値を設定するレジスタとを備え、該レジスタの設定値が変更されることにより上記基本周波数が変化されるとともに、上記レジスタの設定値に応じて上記基準電流値が制御されるように構成されていることを特徴とする請求項 1 ～ 4 に記載の変調用

半導体集積回路。

【請求項 6】 上記基準電流値を調整するトリミング回路を備えていることを特徴とする請求項 1 ～ 5 に記載の変調用半導体集積回路。

【請求項 7】 上記電圧制御発振回路は、第 1 の可変容量手段および第 2 の可変容量手段を備え、上記第 1 の可変容量手段の容量値が上記第 1 の制御電圧により、また上記第 2 の可変容量の容量値が上記第 2 の制御電圧により変化されることでそれぞれ発振周波数が変化されるように構成されていることを特徴とする請求項 1 ～ 6 のいずれかに記載の変調用半導体集積回路。

【請求項 8】 上記可変カウンタ回路の計数結果が外部端子を介して外部へ読出し可能に構成されていることを特徴とする請求項 5 に記載の変調用半導体集積回路。

【請求項 9】 上記可変カウンタ回路の計数結果は、上記レジスタおよび該レジスタへの設定経路を介して上記外部端子より読出し可能に構成されていることを特徴とする請求項 8 に記載の変調用半導体集積回路。

【請求項 10】 第 1 の制御電圧および第 2 の制御電圧によりそれぞれ発振周波数が制御可能な電圧制御発振回路と、該電圧制御発振回路の発振出力と基準クロック信号の位相を比較する位相比較回路と、該位相比較回路で検出された位相差に応じて該位相差をなくすような電圧を発生して上記電圧制御発振回路に上記第 1 の制御電圧として印加する制御電圧生成回路とを備え、上記電圧制御発振回路と上記位相比較回路と上記制御電圧生成回路とがフェーズ・ルックド・ループを構成し、上記第 2 の制御電圧は、上記フェーズ・ルックド・ループのループ経路とは別の経路から上記電圧制御発振回路に供給されるように構成されている半導体集積回路の検査方法であって、

検査時には上記第 2 の制御電圧として通常動作時における電圧よりも大きな電圧を印加して上記発振回路を発振動作させ、該発振回路の出力をカウンタで計数し、所定時間内に上記カウンタが計数した値を参照して上記発振回路の上記第 2 の制御電圧による周波数の変化を検査するようにしたことを特徴とする発振回路を内蔵した半導体集積回路の検査方法。

【発明の詳細な説明】

【 0 0 0 1 】

【発明の属する技術分野】

本発明は、LC発振型VCO（電圧制御発振器）回路の周波数偏移の低減に適用して有効な技術に関し、例えば周波数ホッピング方式を採用した無線通信システムの送信系に設けられるVCO回路の制御に利用して有効な技術に関する。

【 0 0 0 2 】

【従来の技術】

無線通信の発展に伴ない、様々な通信方式による信号が飛び交っている中でデータ通信を行なった場合、信号同士の干渉やフェージングにより正しいデータ送信が保証されなくなるおそれがある。そこで、キャリア周波数信号を変化させて、隣接周波数帯の信号同士の混信を防止する無線通信システムがある。例えばパソコンやプリンタなどの周辺装置間での無線通信によるデータ送信に関する規定を定めているブルートゥースと呼ばれる規格では、送信方式として図9に示すように、2.4GHz～2.48GHzの周波数帯（以下、2.4GHz帯と称する）において1MHzごとの周波数ホッピングによるスペクトラム拡散方式を採用して、隣接周波数帯の信号同士の混信を防止するようにしている。また、ブルートゥース規格では、2.4GHz帯のキャリア周波数信号に±160kHzで変調をかけてデータを送信する周波数変調方式が採用されている。

【 0 0 0 3 】

このような周波数変調を行なう場合、送信するデータにより直接VCO回路を制御して周波数を制御する方式が考えられる。また、VCO回路には、制御電圧で電流を変化させて発振周波数を制御する方式の回路や制御電圧で可変容量の容量値を変化させて発振周波数を制御するLC発振型VCOと呼ばれる回路が知られている。

【 0 0 0 4 】

【発明が解決しようとする課題】

例えば周波数ホッピング方式で送信データにより周波数変調をかける場合には、データによる周波数変調の他にキャリア周波数そのもののホッピング制御があるため、2つの制御系が必要とされる。そこで、本発明者らは、上記無線通信シ

ステムを採用した無線通信用 L S I（大規模半導体集積回路）の開発に当たって、図 2 に示すようなバラクタダイオードを使用した LC 発振型 VCO を用いることについて検討した。

【0005】

その結果、LC 発振型 VCO を用いて送信データで VCO 直接制御して変調させる方式を採用すると、キャリア周波数の切替えによって周波数偏移が生じるといふ不具合があることが明らかとなった。例えば、ブルートゥース規格では、2.4 GHz 帯のキャリア周波数信号に $\pm 160 \text{ kHz}$ で変調をかけた信号を送信する場合に、 $\pm 140 \sim 175 \text{ kHz}$ の範囲で変調をかければ良いとされている。つまり、 35 kHz のマージンが許容されている。

【0006】

ところが、本発明者らが上記 LC 発振型 VCO について検討したところ、送信データに応じて同一の振幅で変調をかけようとした場合、つまり図 2 の VCO においてキャリア周波数にかかわらず制御電圧 $V_{\text{cnt}2}$ の振幅を一定にして発振周波数を制御しようとした場合、周波数ホッピングのための他方の制御電圧 $V_{\text{cnt}1}$ で周波数を切り替えたときに一方のバラクタダイオード D_{v11} , D_{v12} の容量のみでなく、他方のバラクタダイオード D_{v21} , D_{v22} との合成容量までもが変化する。

【0007】

ここで、LC 発振型 VCO の発振周波数 f_{osc} は、

【数 1】

$$f_{\text{osc}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

である。

【0008】

容量 C の変化に対する周波数変化率 (df_{osc}/dC) は、

【数 2】

$$\begin{aligned}
 \frac{df_{osc}}{dC} &= \frac{1}{2\pi\sqrt{L}} \cdot \left(-\frac{1}{2}\right) \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{C}}\right)^3 \\
 &= \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \cdot \left(-\frac{1}{2}\right) \cdot \left(\frac{1}{C}\right) \\
 &= \left(-\frac{1}{2}\right) \cdot \frac{f_{osc}}{C} = \left(-\frac{1}{2}\right) \cdot f_{osc} \cdot (2\pi f_{osc})^2 \cdot L = -2\pi^2 \cdot f_{osc}^3 \cdot L
 \end{aligned}$$

となる。

【0 0 0 9】

従って、容量Cの変化に対する周波数変化率（ df_{osc}/dC ）は、 f_{osc} の3乗に比例する。上記ホッピングキャリア周波数制御に伴う上記合成容量の変化に伴う周波数変化によって、VCOの変調利得が変化して、図7（A）に示すようにキャリア周波数に応じて変調周波数が偏移してしまうことが明らかとなった。これは、ホッピング制御されるキャリア周波数の側はクローズド・ループで発振周波数が制御されるのに対し、変調をかける側はオープン・ループで発振周波数が制御されるためであると考えられる。

【0 0 1 0】

そして、変調周波数偏移は、VCOの発振周波数 f_{osc} が2.402GHzから2.480GHzにホッピングした場合に最大となり、 $f_1 = 2.402\text{GHz}$ 、 $f_2 = 2.48\text{GHz}$ としたとき、変調利得偏移は、

【数 3】

$$\frac{\text{上限周波数での変調利得}}{\text{下限周波数での変調利得}} = \left(\frac{f_2}{f_1}\right)^3 = \left(\frac{2.48\text{GHz}}{2.402\text{GHz}}\right)^3 \approx 1.1$$

となる。

【0 0 1 1】

つまり、VCOの発振周波数の上限と下限では、変調利得に10%の変動が発生し、図7（A）のようになる。なお、図7（A）では、2.44GHzのとき

の周波数偏移が「1」、すなわちキャリア周波数が2.44GHzのときに変調周波数が所望の160kHzとなるように制御電圧V_{cnt2}が設定されているとして、他の周波数における偏移を比率で表わしているので、10%は16kHzに相当する。

【0012】

従って、35kHzの周波数マージンのうち実に16kHzが周波数ホッピングで失われてしまい、実質的な周波数マージンは20kHz以下となってしまう。これに温度変化や電源電圧変動を考慮すると、実際の周波数マージンはさらに少なくなり、他の回路の設計にしわ寄せが行ってしまい、最適な特性を有する送信系回路を設計することが非常に困難になることが明らかとなった。

【0013】

この発明の目的は、上記のような課題を解決するためになされたもので、LC発振型VCO回路およびそれを用いた周波数ホッピング方式の無線通信システムに使用する変調用半導体集積回路におけるVCOの周波数偏移を低減することにある。

【0014】

この発明の他の目的は、混信が少なくかつ正確なデータ送信を行なえる無線通信システムを構成可能な変調用半導体集積回路を提供することにある。

【0015】

この発明の前記ならびにそのほかの目的と新規な特徴については、本明細書の記述および添付図面から明らかになるであろう。

【0016】

【課題を解決するための手段】

本願において開示される発明のうち代表的なものの概要を説明すれば、下記のとおりである。

【0017】

すなわち、第1の制御電圧により電圧制御発振回路を制御して基本となる周波数信号を生成しながら伝送データに基づく第2の制御電圧により上記電圧制御発振回路を制御して周波数変調を行なうとともに、基本周波数を変化させてデータ

送信を行なう変調用半導体集積回路において、上記基本周波数の変化に応じて、上記電圧制御発振回路の第2制御電圧の偏差が、電圧制御発振回路の変調周波数偏移特性と逆の特性を示すように、上記第2の制御電圧を発生する回路の基準電流値を制御するようにした。

【 0 0 1 8 】

より具体的には、LC発振型VCOによりキャリア周波数信号を生成しながらLC発振型VCOを伝送データに基づいて制御して周波数変調を行なうとともに、キャリア周波数を変化させてデータ送信を行なう変調用半導体集積回路において、VCOの制御電圧を発生する回路（例えばDA変換回路）の基準電流値をキャリア周波数の変化に応じて変化させることで、VCOの変調側制御入力電圧（ V_{cnt2} ）の偏差が、図7（A）に示すような傾向のVCO変調周波数偏移特性と逆の図7（B）のような特性を示すようにし、これによって図7（C）のようにVCOにおける変調周波数偏移をなくすようにしたものである。

【 0 0 1 9 】

上記した手段によれば、VCOにおける変調周波数偏移がなくなるため、周波数マージンを多くすることができ、これによって回路設計が容易になる。また、上記のような構成を有する変調用半導体集積回路を周波数ホッピング方式の無線通信システムに適用した場合には、混信が少なくかつ正確なデータ送信を行なえる無線通信システムを実現することができる。

【 0 0 2 0 】

また、望ましくは、上記電圧制御発振回路の発振出力と基準クロック信号の位相を比較する位相比較回路と、該位相比較回路で検出された位相差に応じて該位相差をなくすような電圧を発生して上記電圧制御発振回路に上記第1の制御電圧として印加する制御電圧生成回路とを設け、上記電圧制御発振回路と上記位相比較回路と上記制御電圧生成回路とがフェーズ・ルックド・ループを構成するようにする。これにより、キャリア周波数のような基準周波数の信号を安定かつ精度良く発生させることができる。

【 0 0 2 1 】

さらに、望ましくは、上記第2の制御電圧は、上記フェーズ・ルックド・ルー

ブとは別個の経路から上記電圧制御発振回路に供給されるように構成する。これにより、第2の制御電圧もフェーズ・ルックド・ループ内で形成するような回路に比べて回路を単純にすることができ、回路設計が容易となるとともに回路の占有面積も少なくすることができる。

【 0 0 2 2 】

さらに、上記第2の制御電圧を発生する回路が、ディジタル伝送データ信号をサンプリングして積和演算を行なうディジタルフィルタと、該ディジタルフィルタの出力をDA変換するDA変換回路とから構成される場合に、上記制御される基準電流値は上記DA変換回路の基準電流値とする。DA変換回路の電流値を調整する技術は以前から良く使用されている技術であり、このような公知の技術を利用することで容易に所望の特性を有する制御電圧を生成することができる。

【 0 0 2 3 】

また、上記フェーズ・ルックド・ループ内には上記発振回路の発振出力を計数する可変カウンタ回路と、該可変カウンタ回路が計数を行なう値を設定するレジスタとを設け、該レジスタの設定値が変更されることにより上記基本周波数が変化されるとともに、上記レジスタの設定値に応じて上記基準電流値が制御されるように構成する。これにより、周波数を切り替えるためのレジスタと基準電流値を調整するためのレジスタを別個に用意する必要がなくなり、回路の規模を小さくすることができるとともに設定も1回で行なえるようになる。

【 0 0 2 4 】

さらに、上記基準電流値を調整するトリミング回路を設けるのが望ましい。これにより、精度の高い変調を行なわせることができるようになる。

【 0 0 2 5 】

また、上記電圧制御発振回路には、第1の可変容量手段および第2の可変容量手段を設け、上記第1の可変容量手段の容量値が上記第1の制御電圧により、また上記第2の可変容量の容量値が上記第2の制御電圧により変化されることでそれぞれ発振周波数が変化されるように構成する。これにより、1つの発振回路で2系統の制御を行なうことができるシステムを容易に実現することができる。

【 0 0 2 6 】

さらに、上記可変カウンタ回路の計数結果を外部端子を介して外部へ読出し可能に構成する。これにより、内部にもともと設けられているカウンタを用いて発振周波数の検査を行なうことができるようになる。さらに、上記可変カウンタ回路の計数結果は、上記レジスタおよび該レジスタへの設定経路を介して上記外部端子より読出し可能に構成するのが望ましい。これにより、カウンタの値を読み出すための経路を別個に設ける必要がなく、回路規模を小さくすることができる。

【 0 0 2 7 】

本出願に係る検査方法は、第 1 の制御電圧および第 2 の制御電圧によりそれぞれ発振周波数が制御可能な電圧制御発振回路と、該電圧制御発振回路の発振出力と基準クロック信号の位相を比較する位相比較回路と、該位相比較回路で検出された位相差に応じて該位相差をなくすような電圧を発生して上記電圧制御発振回路に上記第 1 の制御電圧として印加する制御電圧生成回路とを備え、上記電圧制御発振回路と上記位相比較回路と上記制御電圧生成回路とがフェーズ・ルックド・ループを構成しているとともに、上記第 2 の制御電圧は、上記フェーズ・ルックド・ループのループ経路とは別の経路から上記電圧制御発振回路に供給されるように構成されている半導体集積回路において、検査時には上記第 2 の制御電圧として通常動作時における電圧よりも大きな電圧を印加して上記発振回路を発振動作させ、該発振回路の出力をカウンタで計数し、所定時間内に上記カウンタが計数した値を参照して上記発振回路の上記第 2 の制御電圧による周波数の変化を検査するようにしたものである。かかる検査方法によれば、同一のカウンタを使用しても通常動作時よりも高い精度で発振出力を計数することができ、精度の高い周波数検査が可能となる。

【 0 0 2 8 】

【発明の実施の形態】

以下、本発明の好適な実施例を図面に基づいて説明する。

【 0 0 2 9 】

図 1 には、本発明に係る変調用半導体集積回路を利用して好適な無線通信システムの構成例が示されている。

図 1 において、A T は信号電波の送受信用アンテナ、S W は送受信切替え用のスイッチ、1 1 0 はアンテナ A T より受信された信号を中間周波数にダウンコンバートしてから復調、増幅しベースバンド信号に変換する受信系回路 1 1 0、1 3 0 はアンテナ A T より送信するベースバンド信号を変調し周波数変換する送信系回路である。

【 0 0 3 0 】

送信系回路 1 3 0 は、入力矩形波信号をサンプリングして変調のためのコードを生成するガウスフィルタ 1 3 1 と、該フィルタの出力を D A 変換して階段波形の信号を生成する D A 変換回路 1 3 2 と、生成された階段波形の信号を滑らかな波形にするローパスフィルタ 1 3 3 と、電圧制御発振回路 (V C O) からなりローパスフィルタ 1 3 3 の出力電圧により発振周波数が制御されることで変調を行なう周波数変換回路 1 3 4 と、周波数変換された信号を受けてアンテナ A T を駆動して信号電波の送信を行なうパワーアンプ 1 3 5 などから構成される。

【 0 0 3 1 】

さらに、この実施例の送信系回路 1 3 0 には、上記 V C O 1 3 4 の出力を分周するカウンタ 1 3 6 と、該カウンタ 1 3 6 の出力の位相と例えば 1 3 M H z のような基準クロック ϕ_c の位相とを比較して位相差に応じた電圧を発生して上記 V C O 1 3 4 の発振周波数を制御する位相比較回路 1 3 7 とが設けられており、V C O 1 3 4 とカウンタ 1 3 6 と位相比較回路 1 3 7 とで P L L (フェーズ・ロックド・ループ) 回路が構成され、キャリア周波数信号を発生する。そして、送信データを反映しているローパスフィルタ 1 3 3 の出力電圧により V C O 1 3 4 の発振周波数を変化させることでキャリア周波数信号を変調させるように構成されている。

【 0 0 3 2 】

また、この実施例の無線通信システムでは、上記カウンタ 1 3 6 に付随して設けられているレジスタに設定されているカウンタ 1 3 6 が計数すべきカウント値をベースバンド回路 3 5 0 からの設定で変更することにより、キャリア周波数を例えば 1 M H z のような単位でずらして、いわゆる周波数ホッピングによるスペクトラム拡散方式のデータ送信を行なうことができるようにされている。

【 0 0 3 3 】

この実施例では、上記ガウスフィルタ 1 3 1 として、入力データを順次取り込むシフトレジスタと、取り込まれたデータとフィルタ係数とを掛け算し順次加算する積和演算器とから構成された F I R (Finite Impulse Response) 型フィルタが用いられている。特に制限されるものでないが、入力シフトレジスタは 7 段であり、フィルタ係数は 5 ビット、フィルタ出力も 5 ビットである。

【 0 0 3 4 】

受信系回路 1 1 0 は、アンテナ A T より受信された信号を増幅する低雑音増幅回路 (L N A) 1 1 1 と、増幅された受信信号と上記送信側 V C O からの発振信号とを合成することで中間周波数 (例えば 2 M H z) の信号にダウンコンバートするミキサ (M I X) 1 1 2 と、隣接チャネルからの漏洩信号を除去して当該チャネルの信号成分を抽出するバンドパスフィルタ 1 1 3 と、受信信号を所定の振幅まで増幅する利得可変なプログラマブル・ゲイン・アンプ (A G C) 1 1 4 と、アナログ信号をディジタル信号に変換する A D 変換回路 1 1 5 と、受信データを復調する復調整回路 1 1 6 と、復調された信号から高周波成分 (ノイズ) を除去してベースバンド回路 3 5 0 へ受信データを渡すローパス・フィルタ (L P F) 1 1 7 などから構成される。

【 0 0 3 5 】

図 2 には、上記送信系回路 1 3 0 を構成する V C O 1 3 4 として用いられる L C 発振型発振回路の一実施例を示す。この実施例の発振回路は、図 2 に示されているように、エミッタ共通接続されかつ互いにベースとコレクタとが交差結合された一対のバイポーラ・トランジスタ Q 1, Q 2 と、該トランジスタ Q 1, Q 2 の共通エミッタと接地点との間に接続された定電流源 I c と、各トランジスタ Q 1, Q 2 のコレクタと電源電圧端子 V c c との間にそれぞれ接続されたインダクタンス L 1, L 2 と、上記トランジスタ Q 1, Q 2 のコレクタ端子間に直列に接続された容量 C 1 1, 抵抗 R 1 1, R 1 2, 容量 C 1 2 およびこれらと並列に接続された容量 C 2 1, 抵抗 R 2 1, R 2 2, 容量 C 2 2 と、上記各容量 C 1 1, C 1 2, C 2 1, C 2 2 と抵抗 R 1 1, R 1 2, R 2 1, R 2 2 との接続ノード n 1 1, n 1 2, n 2 1, n 2 2 と接地点との間に接続されたバラクタダイオー

ド $Dv11$, $Dv12$, $Dv21$, $Dv22$ とから構成されている。

【0036】

そして、抵抗 $R11$ と $R12$ との接続ノード $n10$ に、図 1 に示されている位相比較回路 136 からの制御電圧 V_{cnt1} が印加されてキャリア周波数を決定し、抵抗 $R21$ と $R22$ との接続ノード $n20$ に、図 1 に示されているロウパスフィルタ 133 からの周波数変調用制御電圧 V_{cnt2} が印加されて変調周波数を制御するように構成されている。このように閉ループの PLL 回路で安定した正確なキャリア周波数信号を発生させ、外から制御電圧を与えて周波数を変調させるように構成することにより、PLL 回路のループ内部に変調のための信号を与えて制御する方式に比べて回路構成が簡単になり回路面積を小さくすることができる。

【0037】

なお、VCO134 に周波数変調用制御電圧 V_{cnt2} を与える際には、PLL 回路部のキャリア周波数が安定した状態で VCO134 から位相比較回路 137 へのフィードバック経路を遮断し、直前の制御電圧 V_{cnt1} をループフィルタ 139 の容量に保持させておくようにすれば、キャリア周波数がずれるを防止することができる。また、変調が終了したら直ちに PLL のフィードバックを復活させることで、再び所望の周波数で正確な発振動作をさせることができる。

【0038】

上記のように構成された LC 発振型 VCO においては、前述したように、キャリア周波数のいかにかわらず制御電圧 V_{cnt2} の振幅を一定にしたまま、周波数ホッピングのために他方の制御電圧 V_{cnt1} でキャリア周波数を切り替えると、ノード $n10$ の電位変化がノード $n21$, $n22$ の電位に影響を与えるため、一方のバラクタダイオード $Dv11$, $Dv12$ の容量のみでなく、他方のバラクタダイオード $Dv21$, $Dv22$ との合成容量までもが変化することで最大で約 10% もの周波数偏移が生じてしまう。そこで、この実施例においては、VCO134 により発生されるキャリア周波数に変更されると、自動的に DA 変換回路 132 の基準電流が、周波数偏移を小さくする方向へ調整されるように構成されている。

【0039】

ここで、VCO134におけるキャリア周波数の切替えとそれに関連したDA変換回路132の電流調整の仕組みについて説明する。図3は、図1に示されている送信系回路130の構成をもう少し詳細に示したものである。図1と同一の回路ブロックには同一の符号を付してある。図1には示されていないが、位相比較回路137とVCO134との間には、位相比較回路137で検出された位相差に応じた電圧（正、負を含む）を発生するチャージポンプ138と、該チャージポンプ138の出力を平滑するループフィルタ139とが設けられており、VCO134と分周器としてのカウンタ136と位相比較回路137とチャージポンプ138とループフィルタ139からなる閉ループにより、カウンタ136の出力の位相と基準クロック ϕ_0 との位相を一致させるようにフィードバックをかけ所定の周波数で発振するPLL回路が構成される。この閉ループのPLL回路で発生される発振信号がキャリア周波数信号とされる。

【0040】

そして、この実施例においては、カウンタ136に付随して、カウンタ136が計数すべきカウント値をベースバンド回路350からの設定で変更することにより、キャリア周波数を1MHzのような単位でずらすためのレジスタ141が設けられている。ブルートゥース規格の場合には、例えば2.402GHz～2.480GHzの間で1MHzおきに設定される79チャンネルのいずれのチャンネルにもホッピングできるようにするため、レジスタ141は少なくとも7ビットで構成される。また、本実施例において、レジスタ141はカウンタ136と双方向にデータを伝達できるように構成されており、カウンタ136の計数値はレジスタ141を介して図示しない外部端子からチップ外へ読み出せるようにされている。さらに、カウンタ136の前段にはVCO134の発振出力を例えば1/64に分周する分周器140が設けられている。このように分周器140を設けておくことにより、レジスタ141への設定によりカウンタ136の計数値を変更する回路構成が簡単になる。

【0041】

また、DA変換回路132に付随して、上記レジスタ141に設定された値に基づいてDA変換回路132の基準電流を調整する電流調整回路142が設けら

れている。これによって、VCO134により発生されるキャリア周波数がレジスタ141の設定値により変更されると、電流調整回路142によって自動的にDA変換回路132の基準電流が、周波数偏移を小さくする方向へ調整されるようになっている。レジスタ141の値は、図1に示されているベースバンド回路350が直接書き替えることができるように構成されている。

【0042】

図4には、上記DA変換回路132の一実施例を示す。この実施例のDA変換回路は、図4に示すように、 $210\mu\text{A}$ のような基準電流 I_r を流す基準電流源CS0と、該基準電流源CS0と直列に接続された電流源CS1と、この電流源CS1とカレントミラー接続されそれぞれ基準電流 I_r の $1/32$ 、 $1/16$ 、 $1/8$ 、 $1/4$ 、 $1/2$ の電流を流す重み電流源Cw0～Cw4と、これらの重み電流源Cw0～Cw4と直列に接続された切替えスイッチSW0～SW4と、これらのスイッチSW0～SW4の共通接続端子側に接続された電流－電圧変換用抵抗 R_e とから構成されている。上記スイッチSW0～SW4の他方の端子はそれぞれ接地点に接続されており、重み電流源Cw0～Cw4の電流はスイッチSW0～SW4により、電流－電圧変換用抵抗 R_e または接地点のいずれかに流されるように構成されている。

【0043】

このDA変換回路132は、上記ガウスフィルタ131の出力B4～B0によってスイッチSW0～SW4が切替え制御されることで、抵抗側へ切り替えられたスイッチを流れる電流を合成した電流 I_c が抵抗 R_e に流されて電圧に変換され、これによってガウスフィルタ131の出力B4～B0に応じて 2^5 すなわち32段階のいずれかの電圧DAVoutが出力される。なお、本実施例のDA変換回路132には、特に制限されるものでないが、DA変換回路132やVCO134の製造バラツキによる発振周波数のバラツキを、DA変換回路132の基準電流 I_r を調整することで補正できるようにするため、ヒューズ素子などのプログラム要素とプローブを接触して電圧を印加するためのパッドなどを備えたトリミング回路143と、該トリミング回路143に設定もしくは印加されている値を電圧に変換してDA変換回路132の基準電流源CS0へ出力するためのト

リミング用DA変換回路144とが設けられている。

【0044】

また、本実施例においては、キャリア周波数の切替えに応じて基準電流 I_r を調整できるようにするため、上記DA変換回路132の基準電流源CS0と直列に接続された電流源CS1とカレントミラー接続されそれぞれ基準電流 I_r の $1/20$ の電流を流す電流源CS11, CS12が設けられている。さらに、これらの電流源CS11, CS12と上記基準電流源CS0との間にはスイッチSW11, SW21が、また電流源CS11, CS12と接地点との間にはスイッチSW12, SW22が設けられ、電流源CS11, CS12とスイッチSW11, SW21およびSW12, SW22とによって電流調整回路142が構成されている。

【0045】

そして、上記スイッチSW11, SW21およびSW12, SW22のうち、SW11とSW12は前記キャリア周波数切替え用のレジスタ141の7ビットの中の1ビット(B11)によって相補的にオン、オフ制御され、SW12とSW22は前記キャリア周波数切替え用のレジスタ141の他の1ビット(B12)によって相補的にオン、オフ制御されるように構成されている。

【0046】

今仮に、スイッチSW11がオン、SW12がオフ、またスイッチSW21がオフ、SW22がオンされている状態を考えると、電流源CS11の電流はオンされたスイッチSW11を通して基準電流源CS0に流され、電流源CS12の電流はオンされたスイッチSW22を通して接地点へ流される。これによって、カレントミラー回路のコピー元となる電流源CS1の電流は、基準電流 I_r ($210\mu A$) よりも $I_r/20$ だけ少ない $200\mu A$ となる。同様にして、スイッチSW11がオフ、SW12がオン、またスイッチSW21がオフ、SW22がオンされている状態ではえると、電流源CS11の電流と電流源CS12の電流は共にオンされたスイッチSW12, SW22を通して接地点へ流されるため、カレントミラー回路のコピー元となる電流源CS1の電流は、基準電流 I_r ($210\mu A$) そのものとなる。

【0047】

一方、スイッチSW11がオン、SW12がオフ、またスイッチSW21がオン、SW22がオフされている状態では、電流源CS11およびCS12の電流は共にオンされたスイッチSW11、SW21を通して基準電流源CS0に流されるため、カレントミラー回路のコピー元となる電流源CS1の電流は、基準電流 I_r ($210\mu A$) よりも $2 \times I_r / 20$ だけ少ない $190\mu A$ となる。このようにして、電流調整回路142によってDA変換回路132の重み電流源CS2～CS6の電流そのものが増減されるので、レジスタ141の設定値に応じて同一の入力に対してもDA変換出力電圧を調整することができる。具体的には、VCOの発振周波数に応じて、例えば表1のように上記レジスタ141の値（ビットB11、B12）を設定すれば良い。

【0048】

表1には、本実施例におけるレジスタ141の設定値（ビットB11、B12）と、VCOの発振周波数と、スイッチSW11、SW12のオン、オフ条件と、DA変換回路の基準電流と、DA変換回路133の出力DAV_{out}との関係を示す。表1においては、キャリア周波数が2.402GHz～2.422GHzのときはスイッチSW11、SW22を2個ともオフさせることで、DA変換回路の基準電流 I_r を $210\mu A$ とし、キャリア周波数が2.423GHz～2.454GHzのときはスイッチSW11、SW22を1個だけオンさせることで、DA変換回路の基準電流 I_r を $200\mu A$ とし、キャリア周波数が2.455GHz～2.480GHzのときはスイッチSW11、SW22を2個ともオンさせることで、DA変換回路の基準電流 I_r を $190\mu A$ としている。

【0049】

【表 1】

PLL 生成スイッチング信号 (20mV)

VCO 出力周波数	B11	B12	SW11, SW21 の条件	DAC 基準電流	D/A 変換器の 出力電圧
2402~2422MHz	0	0	2個オフ	210 μ A (+5%)	Vbais \pm (10mV+5%)
2423~2455MHz	1	0	1個オン	200 μ A	Vbais \pm 10mV
2456~2495MHz	1	1	2個オン	190 μ A (-5%)	Vbais \pm (10mV-5%)

【0050】

図5には、表1の条件に従ってスイッチSW11~SW22の状態を設定した場合におけるVCO入力電圧の偏差と、変調周波数偏移を示す。図5(B)と図7(A)とを比較すると、本実施例を適用すると、キャリア周波数に応じてVCO入力電圧(V_{cnt2})が調整され、これによって変調周波数偏移が何ら調整しない場合には ± 0.5 ($\pm 5\%$) あったものが、 ± 0.25 ($\pm 2.5\%$) の範囲に収まることが分かる。

【0051】

以上、キャリア周波数が2.402GHz~2.480GHzを3つの領域に分けてDA変換回路の基準電流I_rを調整するようにした実施例を説明したが、原理的には、図4に示されている電流調整回路142の電流源とスイッチを78組設けてレジスタ141の設定値に応じて切り替えることで79個のすべてのチャンネルのキャリア周波数に応じて電流を替えるようにすることが可能である。ただし、それでは電流調整回路142の回路規模が非常に大きくなってしまう。そこで、DA変換回路132の電流源Cw0~Cw4と同様に重み付けされた電流を流す例えば7個の電流源と7組のスイッチを設けることで電流調整回路142の回路規模の増大を抑制することができる。

【0052】

また、79個のすべてのチャンネルのキャリア周波数に応じて電流を替える代わりに、2.402~2.480GHzの周波数帯を5つの領域とか9つの領域に分割して5段階あるいは9段階でDA変換回路の基準電流I_rを調整するように

してもよい。図6には、このうち5段階でDA変換回路の基準電流 I_r を調整するようにした場合における変調周波数偏移を示す。

【0053】

図6から明らかなように、5つの領域に分けるだけでも±5%あった変調周波数偏移を約±1%の範囲に収めることができることが分かる。この±1%という数値は、これを周波数に換算すると約3kHzであり、前述の35kHzというブルートゥース規格の周波数余裕に対して10%程度となるので、ブルートゥース規格の無線通信システムを設計する上で実用上特に支障のない値である。従って、DA変換回路132の基準電流 I_r の調整は5段階で充分であり、5段階とすることでDA変換回路132に基準電流調整回路142を設けることに伴う回路規模の増大を抑えることができる。

【0054】

次に、図4に示されているトリミング回路143とトリミング用DA変換回路144の機能について説明する。

【0055】

VCOを内蔵する半導体集積回路の製造プロセスにおいては一般にVCOの発振周波数が所望の許容範囲に入っているか試験する検査が行なわれ、外れている場合にはトリミング回路により調整することが行なわれる。本発明の対象となった無線通信用LSIにおいてもVCOの発振周波数が所望の許容範囲に入っているか調べる試験が必要である。ここで、キャリア周波数を発生するPLL回路での発振周波数は、PLL回路を一定時間発振動作させ、その間に变化したカウンタ136の値を読み出すことで、所望の許容範囲に入っているか比較的容易に知ることができる。

【0056】

前記実施例のカウンタ136は、レジスタ141と連動して動作可能に構成されており、レジスタ141に対するイネーブル信号ENを有効レベルにするとこのレジスタ141によりカウンタ141がリセットされて計数を開始し、イネーブル信号ENが無効レベルにされるとそのときのカウンタ136の計数値がレジスタ141に保持されるように構成されている。ところが、このように構成され

たカウンタを使用して、周波数変調をかけるガウスフィルタ 1 3 1 および D A 変換回路 1 3 2 の側からの制御電圧により変化する V C O 1 3 4 の発振周波数が所望の許容範囲に入っているか否かを精度良く調べることは比較的困難である。

【 0 0 5 7 】

具体的には、前述したように、ブルトウス規格では、2. 4 G H z 帯のキャリア周波数信号に $\pm 1 6 0 \text{ k H z}$ で変調をかけた信号を送信する場合に、 $\pm 1 4 0 \sim 1 7 5 \text{ k H z}$ の範囲で変調をかけることが規定されている。この場合に、D A 変換回路 1 3 2 側からの電圧で動作する V C O の発振周波数が所望の許容範囲に入っているか調べる方法としては、カウンタ 1 3 6 を利用して V C O の出力を所定時間だけ計数して、その値をレジスタ 1 4 1 を介して読み出すことで調べる方法が考えられるが、この実施例においては、カウンタ 1 3 6 の前段に V C O 1 3 4 の出力を $1 / 6 4$ 分周する分周器 1 4 0 が設けられているため、正確な測定ができない。

【 0 0 5 8 】

例えば 2. 4 G H z の V C O の発振周波数を $1 / 6 4$ 分周して $2 9 0 5 \mu \text{ s}$ 間だけ計数したときのカウンタの計数値は、 $2. 4 \text{ G H z} \times 1 / 6 4 \times 2 9 0 5 \mu \text{ s} = 1 0 8 9 3 7$ であり、1 カウント当たりの周波数は $2. 4 \text{ G H z} \div 1 0 8 9 3 7 = 2 2. 0 3 1 \text{ k H z}$ となる。このようなカウンタで、V C O の変調周波数が $\pm 1 4 0 \sim 1 7 5 \text{ k H z}$ の範囲に入っているかどうか調べると、そのカウント値は $(\pm 1 4 0 \sim 1 7 5 \text{ k H z}) \div 2 2. 0 3 1 \text{ k H z} = 6 \sim 7$ であり、高い測定精度が得られない。従って、正確なトリミングも困難となる。

【 0 0 5 9 】

そこで、本実施例においては、トリミング回路 1 4 3 に設けられているパッド (図示省略) から所定のコードを与えることで D A 変換回路 1 3 2 の基準電流 I_r を 1 0 倍にして 2 m A の電流を流して動作させる仕組みを設けた。基準電流 I_r を 1 0 倍にして 2 m A にさせると、実施例の D A 変換回路 1 3 2 の最大出力振幅は通常動作時 ($I_r = 2 0 0 \mu \text{ A}$ のとき) の 1 0 倍となる。これによって、 $1 6 0 \text{ k H z}$ の変調をかけるような信号がガウスフィルタ 1 3 1 から入力されたときの V C O 1 3 4 の発振周波数は 1 0 倍の $1 6 0 0 \text{ k H z}$ となる。そのため、1

40～175kHzの範囲で変調周波数が変動したときの上記カウンタ136の計数値は65～79となり、約10倍の精度が得られる。

【0060】

表2には、通常動作モードでDA変換回路132を動作させたときと、通常動作モード時の10倍の基準電流 I_r でDA変換回路132を動作させたときの、下限変調周波数145kHz、目標変調周波数160kHz、上限変調周波数175kHzのそれぞれに対するカウンタの計数値がA欄とB欄に示されている。C欄には、本実施例の方式で検出されたトリミングを必要とする場合の計数値の例が示されている。

【0061】

【表2】

	通常モード		トリミングモード(10倍設定)			
	KHz	カウント値	KHz	正常カウント値	異常カウント値	
下限 FM 変調周波数	145	6	1450	65	63	64
ターゲット 変調周波数	160	7	1600	72	70	71
上限 FM 変調周波数	175	7	1750	79	77	78
		(A)		(B)	(C)	

【0062】

本実施例を適用すると表2のC欄のような計数値になる場合であっても、本実施例を適用しないでVCO134およびカウンタ136を動作させたとしても、そのときのカウンタの計数値はA欄のようになり、いずれの場合もトリミング不要と判定されてしまう。これに対し、C欄のような測定結果が得られれば、トリミング回路を調整してB欄のような計数値となるようにDA変換回路132の基準電流 I_r を調整してやれば、VCOの発振周波数の精度を高めることができることが分かる。

【0063】

次に、上記トリミング回路 1 4 3 を用いて D A 変換回路 1 3 2 の基準電流 I_r を調整する手順を、図 8 を用いて説明する。

【 0 0 6 4 】

まず、V C O 1 3 4 に適当な大きさの制御電圧 V_{cnt1} を印加して V C O 1 3 4 を発振動作させる（ステップ S 1, S 2）。次に、レジスタ 1 4 1 にイネーブル信号 E N を与えて V C O 1 3 4 の発振出力を所定時間だけカウンタ 1 3 6 で計数させ、その計数値をレジスタ 1 4 1 を介して読み出して V C O 1 3 4 の発振周波数を知る（ステップ S 3）。そして、V C O 1 3 4 が 2. 4 4 G H z で動作するように制御電圧 V_{cnt1} の値を変更して発振動作させる（ステップ S 4）。なお、このときの発振出力も所定時間だけカウンタ 1 3 6 で計数させ、その計数値を記憶しておく。

【 0 0 6 5 】

それから、トリミング回路 1 4 3 を制御して D A 変換回路 1 3 2 の基準電流 I_r を最大値（2 m A）に設定する（ステップ S 5）。そして、V C O 1 3 4 の変調側制御端子（ V_{cnt2} ）に D A 変換回路 1 3 2 の最大出力振幅（1 0 0 m V）を印加させ、V C O 1 3 4 を発振動作させる（ステップ S 6）。なお、このとき制御電圧 V_{cnt1} は、V C O 1 3 4 を 2. 4 4 G H z で発振させたときと同じ電圧にする。次に、この発振状態での V C O 1 3 4 の発振出力をカウンタ 1 4 1 で計数し、その計数値とステップ S 4 で得られた計数値との差分を計算して変調周波数を求め、それに基づいて期待している発振周波数（1 6 0 0 k H z）からのずれ量を算出し、そのずれをなくすようにトリミング値を決定する（ステップ S 7 ~ S 9）。

【 0 0 6 6 】

その後、決定したトリミング値をトリミング回路 1 4 3 に設定して、トリミングされた電流値で D A 変換回路 1 3 2 を動作させ、D A 変換回路から V C O 1 3 4 へ通常動作時と同一のレベルの制御電圧 V_{cnt2} を印加して発振動作させる（ステップ S 1 0, S 1 1）。それから、この発振状態での V C O 1 3 4 の発振出力をカウンタ 1 4 1 で計数し、その計数値とステップ S 4 で得られた計数値との差分を計算して変調周波数を求め、期待している発振周波数（1 6 0 k H z）と一

致しているか確認する（ステップ S 1 2, S 1 3）。そして、一致していればトリミングを終了し、一致していないときはステップ S 9 へ戻って再度トリミング値を決定し、設定し直すようにしてもよい。

【0067】

図 1 0 は、前記実施例の無線通信用 L S I を応用した携帯電話器の全体構成を示すブロック図である。

この実施例の携帯電話器は、表示部としての液晶パネル 2 0 0、送受信用のアンテナ 3 2 1、音声出力用のスピーカ 3 2 2、音声入力用のマイクロホン 3 2 3、上記液晶パネル 2 0 0 を駆動して表示を行なわせる液晶コントロールドライバ 3 1 0、スピーカ 3 2 2 やマイクロホンの信号の入出力を行なう音声インターフェース 3 3 0、アンテナ 3 2 1 を介して G S M 方式で携帯電話通信を行なう高周波インタフェース 3 4 0、アンテナ 3 2 1 を介してブルートゥース規格の方式で通信を行なう本発明を適用した無線通信用 L S I 1 0 0、音声信号や送受信信号に係る信号処理を行う D S P (Digital Signal Processor) 3 5 1、カスタム機能（ユーザ論理）を提供する A S I C (Application Specific Integrated Circuits) 3 5 2、表示制御を含め装置全体の制御を行なうマイクロプロセッサもしくはマイクロコンピュータなどからなるシステム制御装置 3 5 3 およびデータやプログラムの記憶用メモリ 3 6 0、発振回路 (O S C) 3 7 0 等を備えてなる。

【0068】

上記 D S P 3 5 1、A S I C 3 5 2 およびシステム制御装置としてのマイコン 3 5 3 により、いわゆるベースバンド部 3 5 0 が構成される。図には、ベースバンド部 3 5 0 が 1 つだけ示されているが、高周波インタフェース 3 4 0 用のベースバンド部とブルートゥース規格の無線通信用 L S I 1 0 0 のためのベースバンド部を別々に構成することも可能である。なお、図 1 0 において、3 7 1 は水晶振動子のような振動子で、発振回路 3 7 0 は例えば 2 6 M H z のような周波数のクロックを発生する。

【0069】

また、この実施例の携帯電話器システムでは、G S M 方式で携帯電話通信を行

なう高周波インタフェース 3 4 0 と、ブルートゥース規格の方式で通信を行なう前記実施例の無線通信用 L S I 1 0 0 とを備えているが、現在の G S M 方式の携帯電話通信システムでは高周波用 L S I の動作クロックとして 2 6 M H z のシステムクロックを使用し、ベースバンド部にはそれを分周した 1 3 M H z のクロックを供給するようにしているものがある。一方、ブルートゥース規格の方式で通信を行なう前記実施例の無線通信用 L S I 1 0 0 も前述したように 1 3 M H z のクロックを使用している。

【 0 0 7 0 】

そのため、共通の発振回路 (O S C) 3 7 0 で発生されたシステムクロック ϕ_c を高周波インタフェース 3 4 0 に供給し、この高周波インタフェース 3 4 0 からベースバンド部 3 5 0 に供給される 1 3 M H z のクロック ϕ_s をブルートゥース規格の前記実施例の無線通信用 L S I 1 0 0 にも供給して動作させることができる。あるいは、発振回路 3 7 0 で発生された 2 6 M H z のクロックを G S M の高周波インタフェース 3 4 0 に供給して動作させる一方、上記 2 6 M H z のクロックを分周した 1 3 M H z のクロックをベースバンド部 3 5 0 とブルートゥース規格の無線通信用 L S I 1 0 0 とに供給して動作させることができる。

【 0 0 7 1 】

これによって、ブルートゥース用に別の発振回路を設ける必要がなく、既存の携帯電話器にブルートゥース規格の無線通信を行なう L S I を追加してもそれに伴うハードウェアの追加量を極めて少なくすることができる。そして、このように、ブルートゥース規格の無線通信用 L S I 1 0 0 を搭載することで、携帯電話器をトランシーバとして利用したり、携帯電話で受信したデータをプリンタで出力させたり、携帯電話器にパソコンから画像データや音声データを送信するような多様な機能を持たせることができるようになる。

【 0 0 7 2 】

また、上記高周波インタフェース 3 4 0 とブルートゥース規格の前記実施例の無線通信用 L S I 1 0 0 とをノートパソコンやハンドヘルド P C 、パーム P C などに搭載すれば、ブルートゥース規格のパソコンや周辺装置とデータ送信する機能とインターネットに接続できる機能とを持たせることができる。

【 0 0 7 3 】

以上本発明者によってなされた発明を実施例に基づき具体的に説明したが、本発明は上記実施例に限定されるものではなく、その要旨を逸脱しない範囲で種々変更可能であることはいうまでもない。例えば、上記実施例においては、データを周波数変調して送信するデジタルデータ伝送システムに使用されるVCOについて説明したが、2つの制御端子を備えそれぞれの制御端子からの制御電圧によって発振周波数が制御されるように構成されたVCO一般に本発明を適用することができる。

【 0 0 7 4 】

また、実施例ではDA変換回路として5ビットのものが用いられているが、ビット数は5ビットに限定されるものでないことはいうまでもない。また、重み電流を用いたDA変換回路に限定されず、他の形式のDA変換回路であっても良い。さらに、実施例ではDA変換回路の電流調整回路をキャリア周波数を設定するレジスタと連動させているが、別個にレジスタを設けるようにすることも可能である。

【 0 0 7 5 】

以上の説明では主として本発明者によってなされた発明をその背景となった利用分野である無線通信システムに使用されるVCOに適用した場合について説明したが、本発明はそれに限定されるものでなく、VCOを有するシステム一般に利用することができる。

【 0 0 7 6 】

【発明の効果】

本願において開示される発明のうち代表的なものによって得られる効果を簡単に説明すれば下記のとおりである。

すなわち、周波数偏移が少ないLC発振型VCO回路を構成することができ、これによって、それを用いた周波数ホッピング方式の無線通信システムでは混信が少なくかつ正確なデータ送信を行なえるようになる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明に係る変調用半導体集積回路を利用して好適な無線通信システムの構成例を示すブロック図である。

【図 2】

本発明に係る変調用半導体集積回路に用いられる LC 発振型 VCO の一実施例を示す回路図である。

【図 3】

本発明に係る変調用半導体集積回路の送信系回路のより詳細な構成例を示すブロック図である。

【図 4】

本発明に係る変調用半導体集積回路に用いられる電流調整回路を備えた DA 変換回路の一実施例を示す回路図である。

【図 5】

実施例の電流調整回路を備えた DA 変換回路を用いてキャリア周波数に応じて基準電流を調整した場合の VCO の入力電圧偏差と変調周波数偏移の特性を示すグラフである。

【図 6】

キャリア周波数に応じて 5 段階で DA 変換回路の基準電流を調整するようにした場合における変調周波数偏移を示すグラフである。

【図 7】

VCO の変調利得の周波数依存特性と、入力電圧偏差特性と、変調周波数偏移の特性を示すグラフである。

【図 8】

トリミング回路を用いて DA 変換回路の基準電流を調整する手順の一例を示すフローチャートである。

【図 9】

本発明を適用して有効なブルトウス規格の無線通信における周波数ポッピングの様子を示す概念図である。

【図 10】

実施例の無線通信用 LSI を応用した携帯電話器の全体構成を示すブロック図

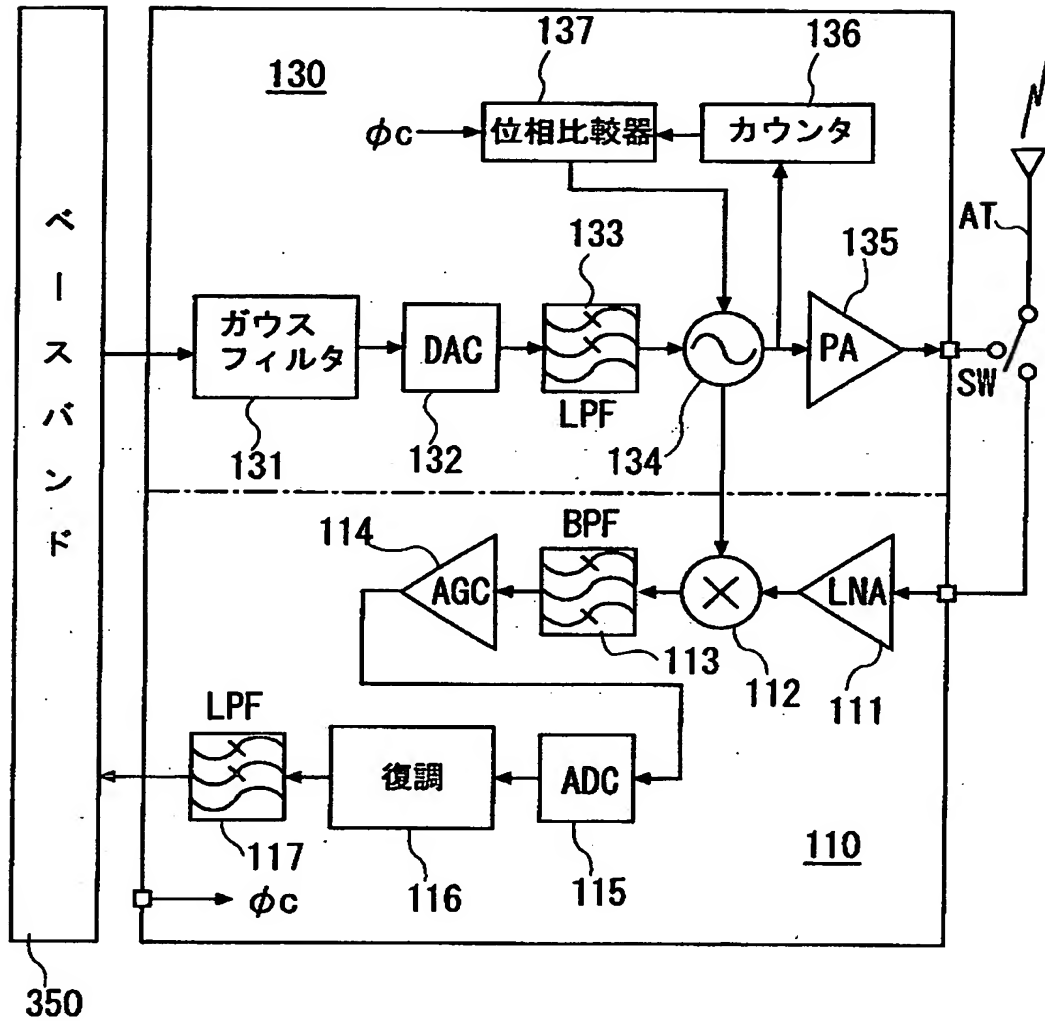
である。

【符号の説明】

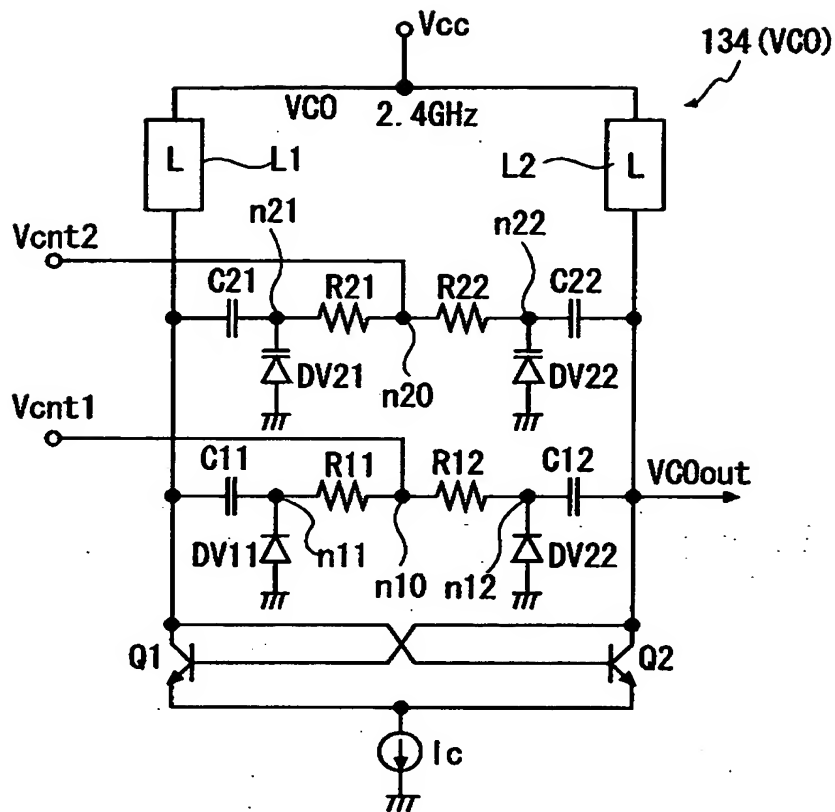
- 1 1 0 受信系回路
- 1 1 1 ロウノイズアンプ
- 1 1 2 ミクサ
- 1 1 3 バンドパスフィルタ
- 1 1 4 利得可変アンプ
- 1 1 5 A D 変換回路
- 1 1 6 復調整回路
- 1 1 7 ロウパスフィルタ
- 1 3 0 送信系回路
- 1 3 1 ガウスフィルタ
- 1 3 2 D A 変換回路
- 1 3 3 ロウパスフィルタ
- 1 3 4 電圧制御発振回路 (V C O)
- 1 3 5 送信用パワーアンプ
- 1 3 6 カウンタ回路
- 1 3 7 位相比較回路
- 1 3 8 チャージポンプ
- 1 3 9 ループフィルタ
- 1 4 0 分周器
- 1 4 1 カウンタ
- 1 4 2 電流調整回路
- 1 4 3 トリミング回路
- 1 4 4 トリミング用 D A 変換回路

【書類名】 図面

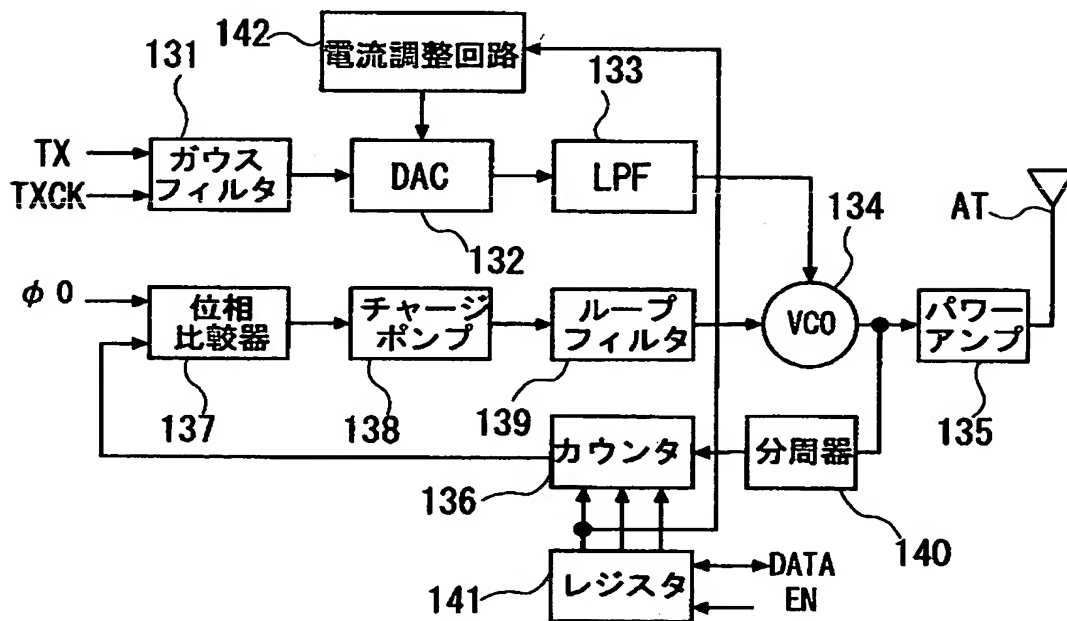
【図1】



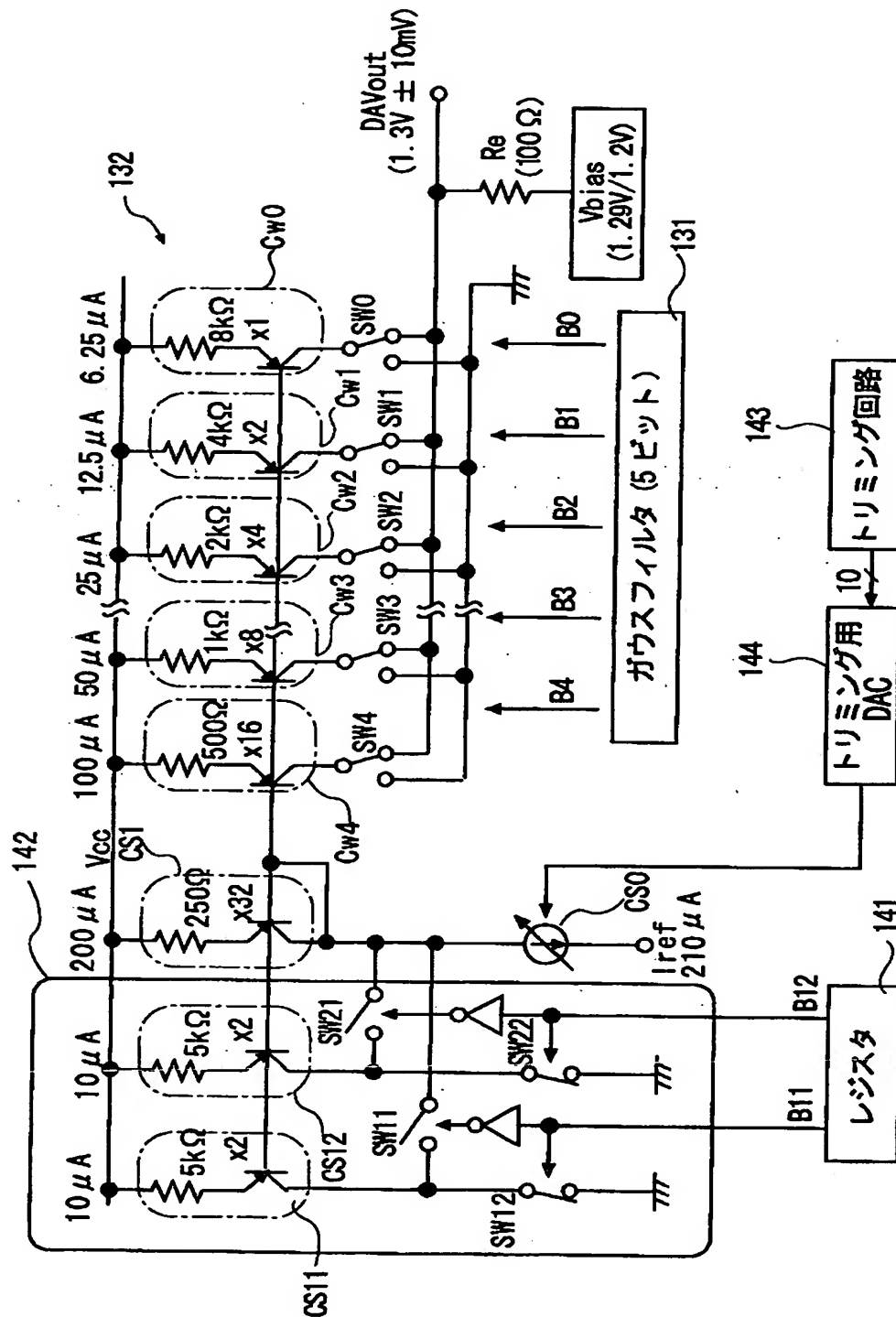
【図 2】



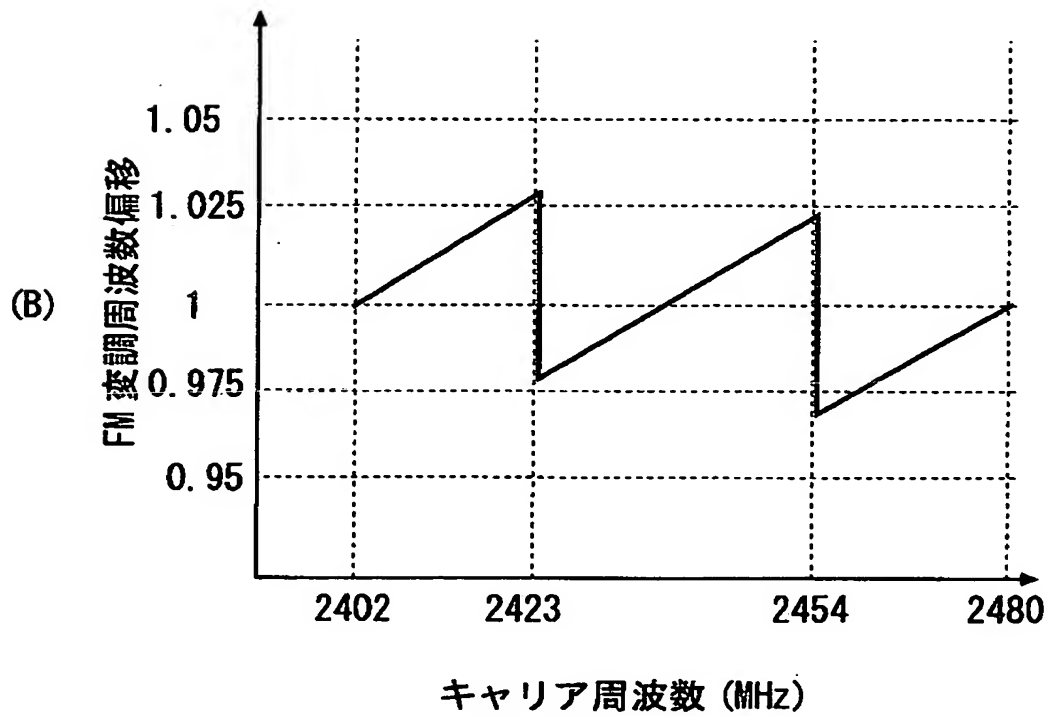
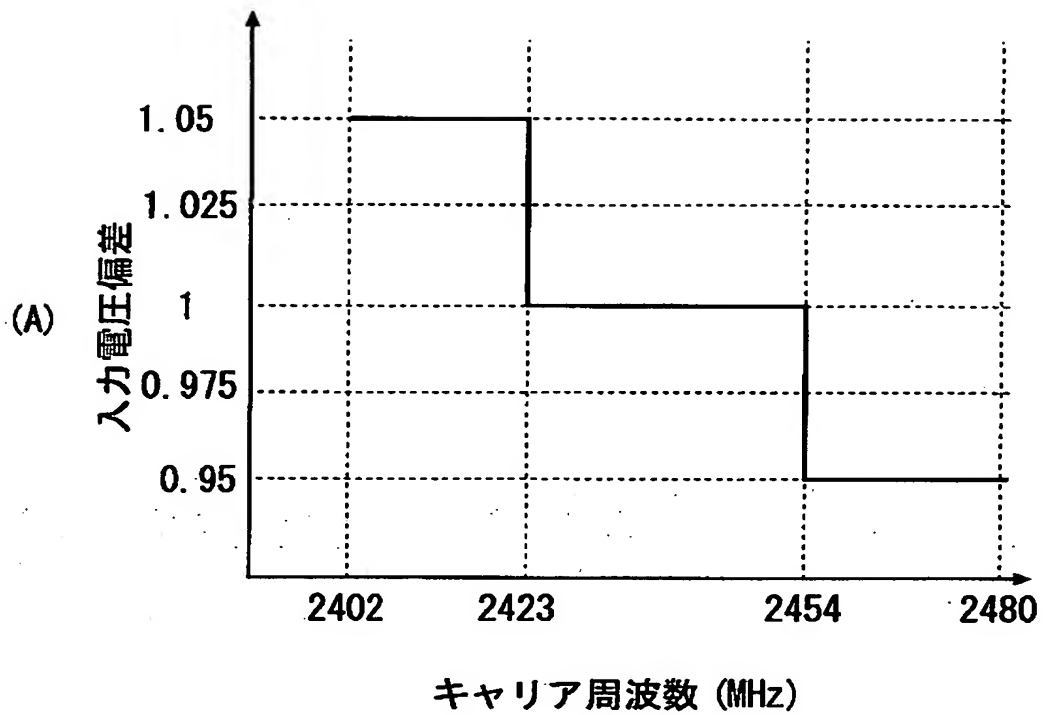
【図 3】



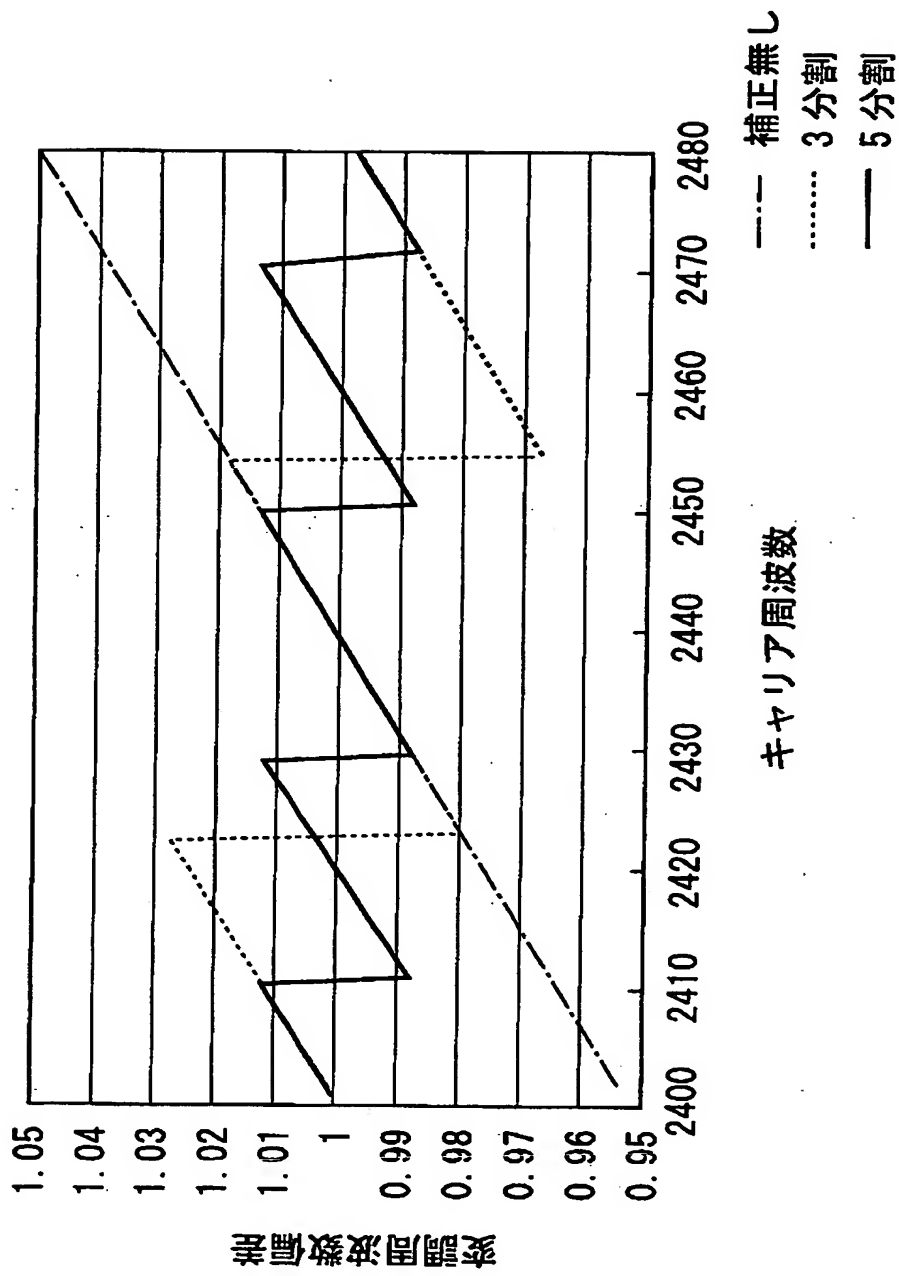
【図4】



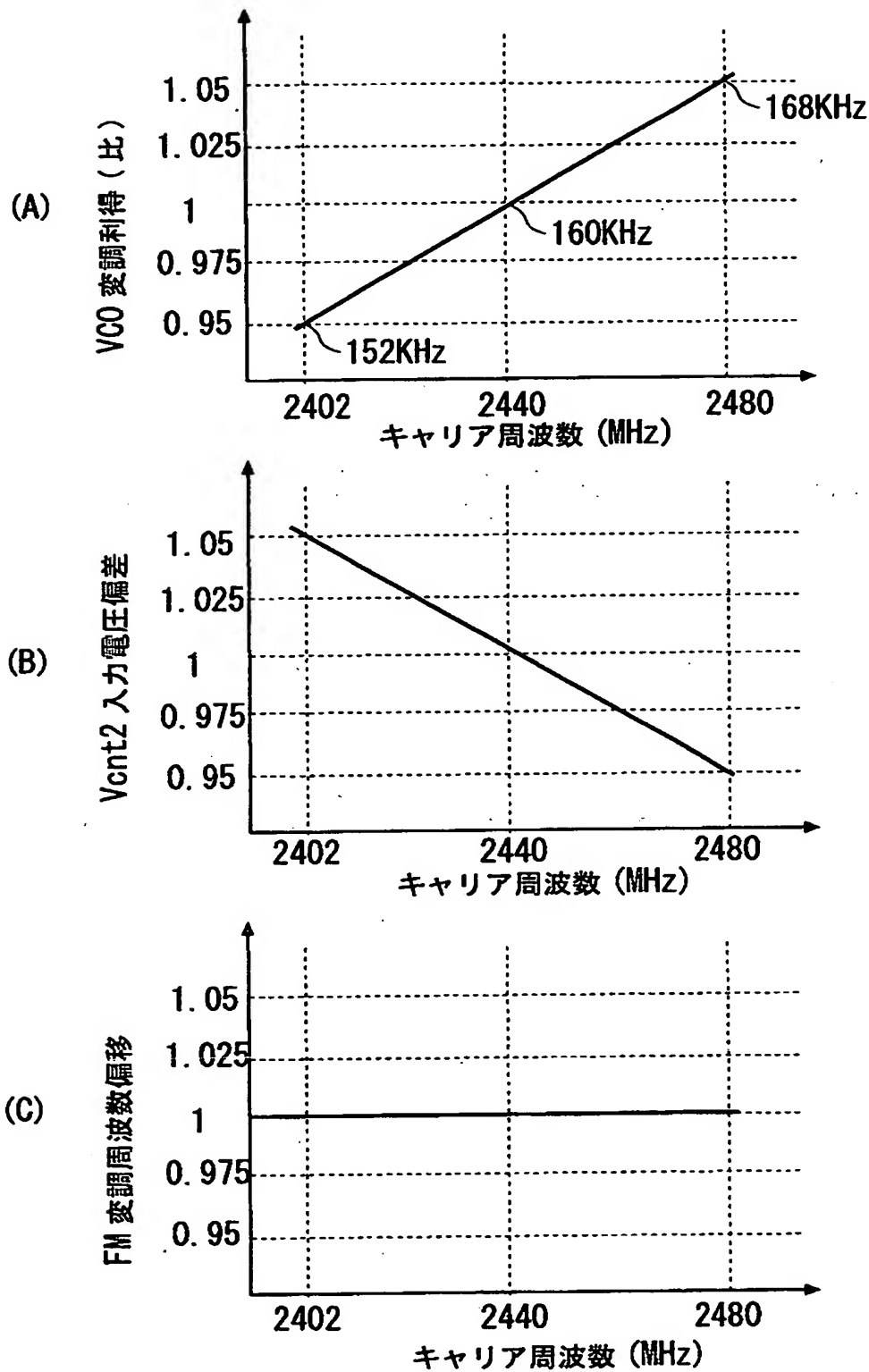
【図 5】



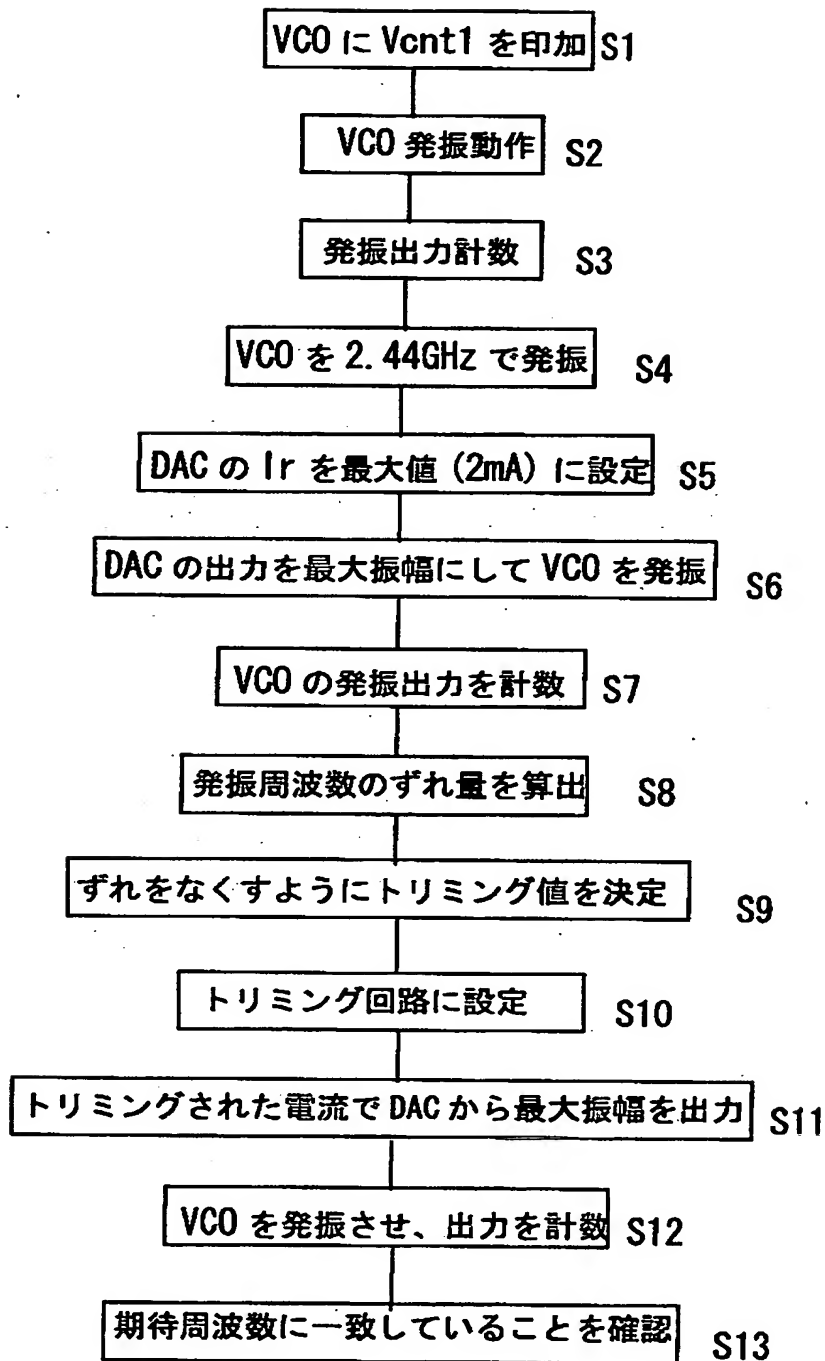
【図6】



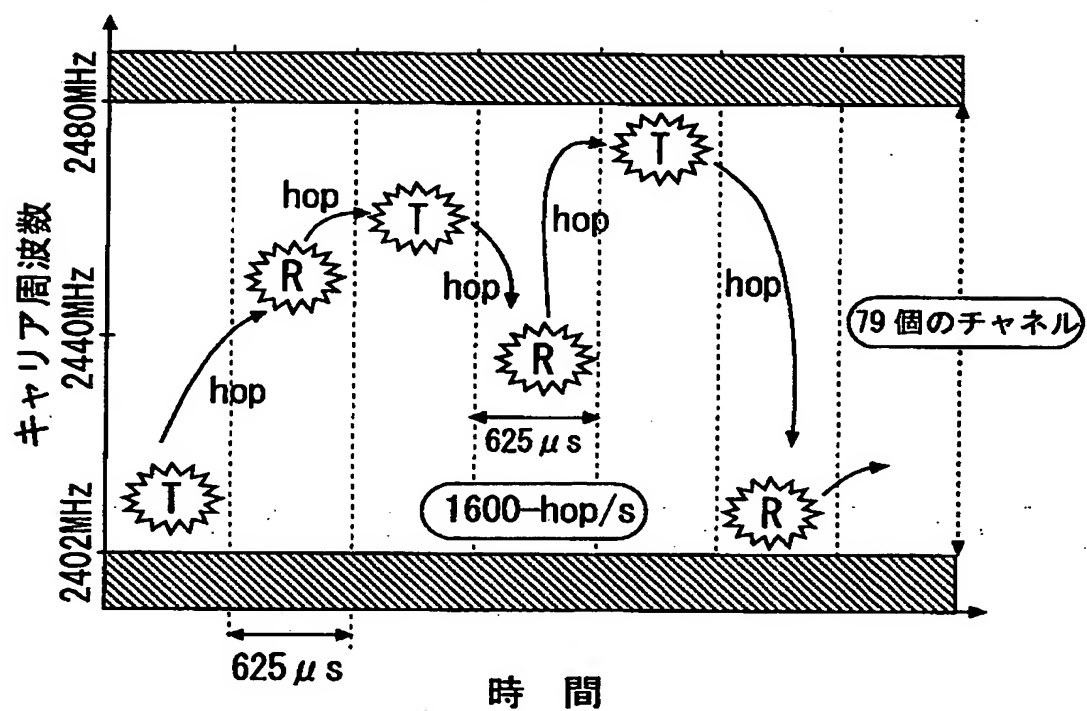
【図7】



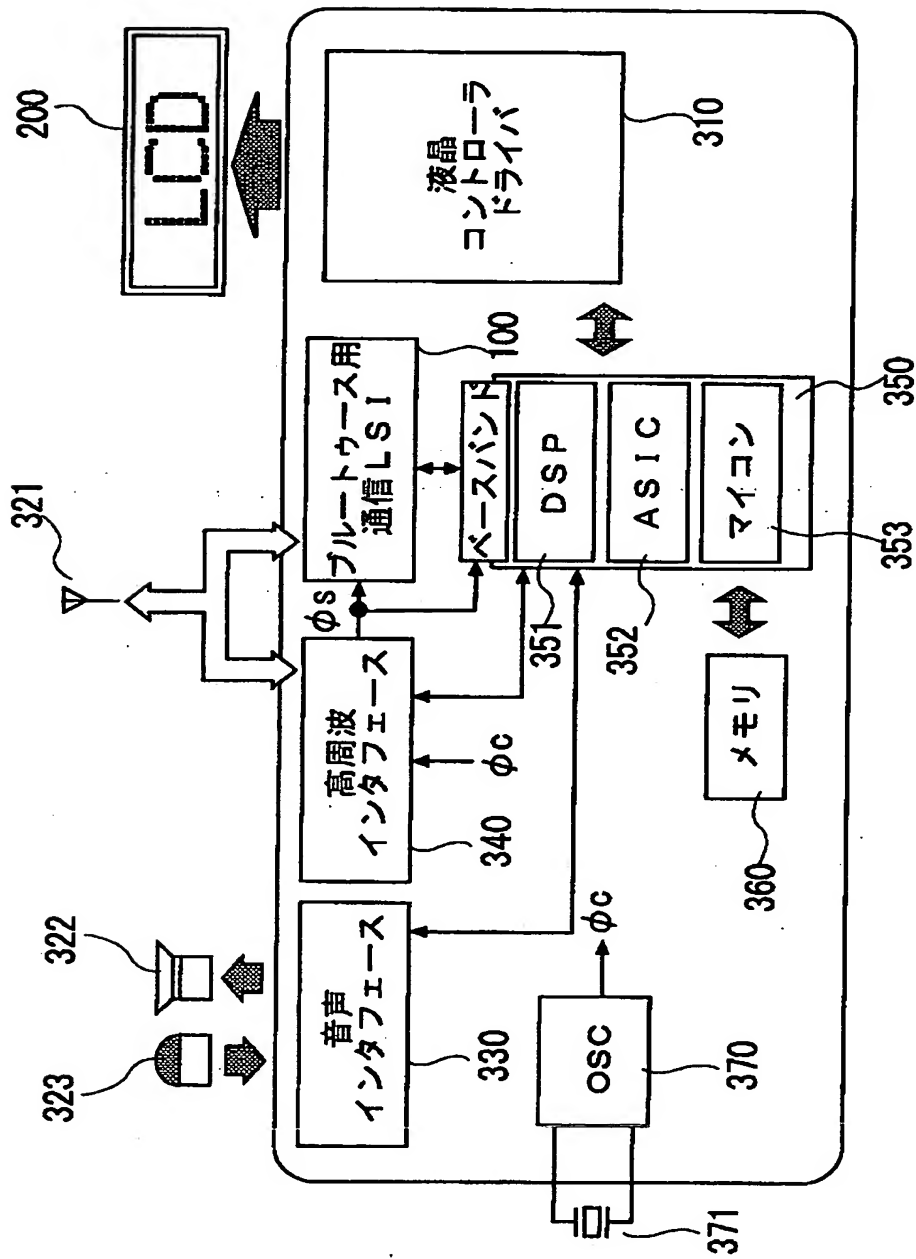
【図 8】



【図9】



【図10】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 周波数偏移が少ない LC 発振型 VCO 回路およびそれを用いた周波数ホッピング方式の無線通信システムを実現する。

【解決手段】 LC 発振型 VCO (134) を送信データに基づいて直接制御して変調を行なうとともに、キャリア周波数を切り替えてデータ送信を行なう周波数ホッピング方式の変調用半導体集積回路において、VCO の制御電圧を発生する DA 変換回路 (132) の電流値をキャリア周波数に応じて変化させる電流調整回路 (142) を設けて、VCO の変調側制御入力電圧 (V_{cnt2}) の偏差が、変調周波数偏移特性と逆の特性を示すようにし、これによって VCO における変調周波数偏移をなくすようにした。

【選択図】 図 3

認定・付加情報

特許出願の番号	特願2001-158823
受付番号	50100762746
書類名	特許願
担当官	第七担当上席 0096
作成日	平成13年 5月29日

<認定情報・付加情報>

【提出日】	平成13年 5月28日
-------	-------------

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000005108]

1. 変更年月日 1990年 8月31日

[変更理由] 新規登録

住 所 東京都千代田区神田駿河台4丁目6番地

氏 名 株式会社日立製作所